

H3
11/4/02
JA

BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION067075
108 /

COPIE OFFICIELLE

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

Fait à Paris, le **24 OCT. 2001**

Pour le Directeur général de l'Institut
national de la propriété industrielle
Le Chef du Département des brevets

Martine PLANCHE

INSTITUT
NATIONAL DE
LA PROPRIÉTÉ
INDUSTRIELLE

SIEGE
26 bis, rue de Saint Petersburg
75800 PARIS cedex 08
Téléphone : 33 (1) 53 04 53 04
Télécopie : 33 (1) 42 93 59 30
www.inpi.fr

THIS PAGE BLANK (USPTO)



26 bis, rue de Saint Pétersbourg
75800 Paris Cedex 08
Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 94 86 54

BREVET D'INVENTION CERTIFICAT D'UTILITÉ

Code de la propriété intellectuelle - Livre VI




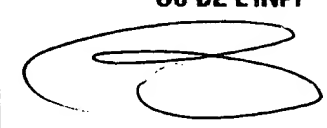
N° 11354*01

REQUÊTE EN DÉLIVRANCE 1/2

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

DS 540 W / 762847

REMISE DES PIÈCES DATE LIEU 18 NOV 2000 N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI DATE DE DÉPÔT ATTRIBUÉE PAR L'INPI 0014906 17 NOV 00		1 NOM ET ADRESSE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE À QUI LA CORRESPONDANCE DOIT ÊTRE ADRESSÉE COMPAGNIE FINANCIERE ALCATEL Département PI Josiane EL MANOUNI 30 avenue Kléber 75116 PARIS	
Vos références pour ce dossier (facultatif) 103617/MA/MCD/JD			
Confirmation d'un dépôt par télécopie <input type="checkbox"/> N° attribué par l'INPI à la télécopie			
2 NATURE DE LA DEMANDE		Cochez l'une des 4 cases suivantes	
Demande de brevet		<input checked="" type="checkbox"/>	
Demande de certificat d'utilité		<input type="checkbox"/>	
Demande divisionnaire		<input type="checkbox"/>	
Demande de brevet initiale		N°	Date
ou demande de certificat d'utilité initiale		N°	Date
Transformation d'une demande de brevet européen		<input type="checkbox"/>	Date
Demande de brevet initiale		N°	Date
3 TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum) PROCÉDE POUR OPTIMISER LES PERFORMANCES D'UN ÉMETTEUR POUR SYSTÈME DE RADIOCOMMUNICATIONS MOBILES			
4 DÉCLARATION DE PRIORITÉ OU REQUÊTE DU BÉNÉFICE DE LA DATE DE DÉPÔT D'UNE DEMANDE ANTÉRIEURE FRANÇAISE		Pays ou organisation Date Pays ou organisation Date Pays ou organisation Date <input type="checkbox"/> S'il y a d'autres priorités, cochez la case et utilisez l'imprimé «Suite»	
5 DEMANDEUR		<input type="checkbox"/> S'il y a d'autres demandeurs, cochez la case et utilisez l'imprimé «Suite»	
Nom ou dénomination sociale		ALCATEL	
Prénoms			
Forme juridique		Société Anonyme	
N° SIREN		5.4.2.0.1.9.0.9.6	
Code APE-NAF			
Adresse		Rue 54, rue La Boétie	
		Code postal et ville 75008 PARIS	
Pays		FRANCE	
Nationalité		Française	
N° de téléphone (facultatif)			
N° de télécopie (facultatif)			
Adresse électronique (facultatif)			

REMISE DES PIÈCES DATE 18 NOV 2000 LIEU 75 INPI PARIS C N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI 0014906		Réservé à l'INPI	
Vos références pour ce dossier : <i>(facultatif)</i>		103617/MA/MCD/JD	
6 MANDATAIRE			
Nom		EL MANOUNI	
Prénom		Josiane	
Cabinet ou Société		Compagnie Financière Alcatel	
N° de pouvoir permanent et/ou de lien contractuel		PG 8182	
Adresse	Rue	30 Avenue Kléber	
	Code postal et ville	75116	PARIS
N° de téléphone <i>(facultatif)</i>			
N° de télécopie <i>(facultatif)</i>			
Adresse électronique <i>(facultatif)</i>			
7 INVENTEUR (S)			
Les inventeurs sont les demandeurs		<input type="checkbox"/> Oui <input checked="" type="checkbox"/> Non Dans ce cas fournir une désignation d'inventeur(s) séparée	
8 RAPPORT DE RECHERCHE		Uniquement pour une demande de brevet (y compris division et transformation)	
Établissement immédiat ou établissement différé		<input checked="" type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	
Paiement échelonné de la redevance		Paiement en trois versements, uniquement pour les personnes physiques <input type="checkbox"/> Oui <input checked="" type="checkbox"/> Non	
9 RÉDUCTION DU TAUX DES REDEVANCES		Uniquement pour les personnes physiques <input type="checkbox"/> Requête pour la première fois pour cette invention <i>(joindre un avis de non-imposition)</i> <input type="checkbox"/> Requête antérieurement à ce dépôt <i>(joindre une copie de la décision d'admission pour cette invention ou indiquer sa référence) :</i>	
Si vous avez utilisé l'imprimé «Suite», indiquez le nombre de pages jointes			
10 SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE (Nom et qualité du signataire)		Josiane EL MANOUNI / LC 40 B 	
		VISA DE LA PRÉFECTURE OU DE L'INPI 	

DÉPARTEMENT DES BREVETS

DÉSIGNATION D'INVENTEUR(S) Page N° .1./1..

(Si le demandeur n'est pas l'inventeur ou l'unique inventeur)


26 bis, rue de Saint Pétersbourg

75800 Paris Cedex 08

Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 93 59 30

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

DB 113 W / 260201

Vos références pour ce dossier (facultatif)		103617/MA/MCD/JD	
N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL		00 14 906	
TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum) PROCÉDE POUR OPTIMISER LES PERFORMANCES D'UN ÉMETTEUR POUR SYSTÈME DE RADIOCOMMUNICATIONS MOBILES			
LE(S) DEMANDEUR(S) : Société anonyme ALCATEL			
DESIGNE(NT) EN TANT QU'INVENTEUR(S) : (Indiquez en haut à droite «Page N° 1/1» S'il y a plus de trois inventeurs, utilisez un formulaire identique et numérotez chaque page en indiquant le nombre total de pages).			
Nom		DARTOIS	
Prénoms		Luc	
Adresse	Rue	98, AVENUE PAUL DENIS HUET 78955 CARRIERES SOUS POISSY FRANCE	
	Code postal et ville		
Société d'appartenance (facultatif)			
Nom			
Prénoms			
Adresse	Rue		
	Code postal et ville		
Société d'appartenance (facultatif)			
Nom			
Prénoms			
Adresse	Rue		
	Code postal et ville		
Société d'appartenance (facultatif)			
Nom			
Prénoms			
Adresse	Rue		
	Code postal et ville		
Société d'appartenance (facultatif)			
DATE ET SIGNATURE(S) RX DES DEMANDEURS RX DU MANDATAIRE (Nom et qualité du signataire)		17 novembre 2000 Josiane EL MANOUNI 	

PROCEDE POUR OPTIMISER LES PERFORMANCES D'UN EMETTEUR POUR SYSTEME DE RADIOCOMMUNICATIONS MOBILES

La présente invention concerne d'une manière générale les émetteurs utilisés dans les systèmes de radiocommunications mobiles.

- 5 Dans ces émetteurs, une distinction est habituellement faite entre des fonctions de traitement en bande de base, à fréquence intermédiaire, et à fréquence radio. Il est avantageux d'effectuer en numérique non seulement les fonctions de traitement en bande de base, mais aussi les fonctions de traitement à fréquence intermédiaire. Ces dernières incluent essentiellement des fonctions de filtrage. Elles
10 sont en outre avantageusement effectuées dans le domaine fréquentiel, notamment dans le cas d'émetteurs multi-porteuses (utilisés en particulier dans les stations de base).

- La transformation du domaine temporel vers le domaine fréquentiel est alors effectuée pour chaque porteuse au moyen d'une transformée de Fourier discrète, ou
15 DFT (pour « Discrete Fourier Transform » en anglais). Le filtrage est ensuite effectué pour chaque porteuse, au moyen de simples opérations de multiplication par des coefficients de filtrage. La transformation inverse du domaine fréquentiel vers le domaine temporel est ensuite effectuée pour l'ensemble des porteuses au moyen d'une transformée de Fourier discrète inverse, ou IDFT (pour « Inverse Discrete Fourier
20 Transform » en anglais).

On prévoit en outre généralement un certain recouvrement des blocs d'échantillons ainsi traités, selon la technique dite en anglais de « overlap », avec ses deux variantes dites de « overlap-add » ou « overlap-save ».

- On prévoit en outre généralement que la fréquence d'échantillonnage en
25 sortie soit différente de la fréquence d'échantillonnage en entrée. Notamment si elle est supérieure, on parle de sur-échantillonnage, ou d'interpolation.

Des exemples de telles architectures peuvent être trouvés dans la littérature, par exemple dans le document WO 99/65172.

- Les performances (en termes de puissance de calcul, de coût, de retard de
30 groupe (ou « group delay » en anglais), de qualité des signaux synthétisés, ...) dépendent des choix effectués pour les différents paramètres définissant ces différents traitements: fréquence d'échantillonnage en entrée et en sortie, longueur (en nombre d'échantillons) de la DFT et de l'IDFT, pourcentage de recouvrement,etc. Ainsi il

serait souhaitable de disposer d'une méthode pour le choix de ces paramètres, de manière à optimiser les performances, pour un système donné. La présente invention a notamment pour but de répondre à ce besoin.

Ainsi, un objet de la présente invention est un procédé pour optimiser les performances d'un émetteur pour système de radiocommunications mobiles, ledit émetteur mettant en œuvre différents traitements incluant un calcul de transformée de Fourier discrète TFD, un filtrage dans le domaine fréquentiel, un calcul de transformée de Fourier discrète inverse IDFT, un recouvrement des blocs d'échantillons traités, et un sur-échantillonnage, et ledit procédé étant essentiellement caractérisé en ce que, pour une fréquence d'échantillonnage d'entrée donnée, un ordre de grandeur donné de la fréquence d'échantillonnage de sortie, et un ordre de grandeur donné de la résolution fréquentielle requise, la longueur LDFT de la DFT et la longueur LIDFT de l'IDFT sont choisies de manière à permettre de choisir le plus finement possible le pourcentage de recouvrement et/ou le facteur de sur-échantillonnage.

La présente invention permet ainsi, notamment, d'optimiser la puissance de calcul donc le coût ainsi que le retard de groupe (ou « group delay » en anglais, ou délai entre signal de sortie et signal d'entrée) dû à la fonction de filtrage, et la qualité des signaux synthétisés.

Suivant un premier mode de réalisation, si le rapport LIDFT/LDFT n'est pas entier, le dénominateur de la fraction LIDFT/LDFT une fois réduite est choisi le plus faible possible, de manière à permettre de choisir le plus finement possible la longueur L des blocs d'échantillons, hors recouvrement, avant DFT, et donc le pourcentage de recouvrement.

Avantageusement, suivant ce premier mode de réalisation, la fréquence d'échantillonnage d'entrée étant égale à 3.84 MHz, la valeur souhaitée pour la fréquence d'échantillonnage de sortie étant proche de 80 MHz, et la valeur souhaitée pour la résolution fréquentielle étant proche de 80kHz, LDFT est choisie égale à 48 et LIDFT est choisie égale à 1024.

Suivant un deuxième mode de réalisation, si le rapport LDFT/LIDFT est entier, les longueurs LDFT et LIDFT sont choisies de manière à permettre de choisir le plus finement possible le facteur de sur-échantillonnage, ou la fréquence d'échantillonnage de sortie.

Avantageusement, suivant ce deuxième mode de réalisation, la fréquence d'échantillonnage d'entrée étant égale à 3.84 MHz, la valeur souhaitée pour la fréquence d'échantillonnage de sortie étant proche de 80 MHz, et la valeur souhaitée pour la résolution fréquentielle étant proche de 80kHz, LDFT est choisie
 5 égale à 45 (5×9) et LIDFT est choisie égale à 1260 ($5 \times 9 \times 7 \times 4$), permettant une réalisation de DFT et IDFT sous la forme rapide dite de Rader-Vinograd.

En outre, la présente invention permet de résoudre un autre problème qui est que, notamment une fois le choix de tels paramètres effectué, la fréquence centrale souhaitée pour chaque porteuse ne correspond pas nécessairement à
 10 l'échantillon de fréquence le plus proche issu de la DFT. Autrement dit, la canalisation des porteuses ainsi obtenue ne coïncide pas nécessairement avec celle requise pour le système considéré.

La présente invention a également pour but de résoudre ce problème.

Un autre objet de l'invention est aussi un procédé pour optimiser les
 15 performances d'un émetteur pour système de radiocommunications mobiles, ledit émetteur mettant en œuvre différents traitements incluant un calcul de transformée de Fourier discrète TFD, un filtrage dans le domaine fréquentiel, et un calcul de transformée de Fourier discrète inverse IDFT, et ledit procédé étant essentiellement caractérisé en ce que, avant d'effectuer ledit calcul de DFT, on effectue une
 20 translation en fréquence, dans le domaine temporel, d'un décalage DF égal à la différence algébrique entre la fréquence centrale souhaitée pour le signal filtré correspondant et l'échantillon de fréquence le plus proche issu dudit calcul de DFT.

En outre, la présente invention permet de résoudre un autre problème qui est celui des sauts de phase apparaissant en sortie entre le dernier échantillon d'une
 25 IDFT et le 1er de l'IDFT suivante, sauts de phase dus à une longueur L non sous multiple de LIDFT.

Un autre objet de l'invention est aussi un procédé pour optimiser les performances d'un émetteur pour système de radiocommunications mobiles, ledit émetteur mettant en œuvre différents traitements incluant un calcul de transformée de
 30 Fourier discrète TFD, un filtrage dans le domaine fréquentiel, et un calcul de transformée de Fourier discrète inverse IDFT, et ledit procédé étant essentiellement caractérisé en ce que, avant d'effectuer ledit calcul de DFT, et pour compenser les sauts de phase entre échantillons en sortie de l'IDFT, on effectue une multiplication

complexe des échantillons d'entrée par un complexe de module unitaire et de phase opposée au saut de phase à compenser.

Suivant une autre caractéristique, le saut de phase à compenser étant périodique et prévisible par la fraction $L/LDFT$, ledit complexe s'exprime sous la
5 forme :

$$\text{decp} = \exp(2 \cdot j \cdot \pi \cdot \text{numc} / LDFT \cdot L \cdot (\text{NUMT} - 1))$$

NUMT étant le numero chronologique relatif des tranches ou blocs de L échantillons,

numc étant le numero de canal IDFT correspondant à la fréquence centrale
10 de la porteuse considérée, ou au rapport F_c/F_s modulo L/DFT (F_c fréquence voulue pour la porteuse).

En outre, la présente invention permet également de résoudre un autre problème qui est le suivant.

On considère le cas où la technique de recouvrement utilisée est la
15 technique dite en anglais de « overlap-add », c'est-à-dire où on ajoute à des blocs de L échantillons consécutifs et ne se recouvrant pas du signal incident $LDFT - L$ zéros pour former des blocs de $LDFT$ échantillons sur lesquels est effectuée une DFT de longueur $LDFT$.

Suivant l'art antérieur, et comme décrit également dans les documents
20 précités, les $LDFT - L$ zéros sont placés à la fin des blocs de $LDFT$ échantillons.

Or, la DFT opérant sur des blocs d'échantillons de durée limitée, et le spectre issu de la DFT étant également limité, des phénomènes de recouvrement dans le domaine temporel se produisent, responsables de dégradation de qualité du signal synthétisé. Par ailleurs le complément par des zéros a une incidence sur le
25 temps de propagation de groupe (délai entre signal de sortie et signal d'entrée) qui dans certains systèmes cellulaires doit être minimisé car influant sur les performances de contrôle de puissance et rayon de cellule (cas par exemple des systèmes de 3ème génération de type CDMA (« Code Division Multiple Access » en anglais) comme l'UMTS (« Universal Mobile Telecommunication System » en anglais).

30 La présente invention a également pour but de limiter ces dégradations.

Un autre objet de la présente invention est ainsi un procédé pour optimiser les performances d'un émetteur pour système de radiocommunications mobiles, ledit émetteur mettant en œuvre différents traitements incluant un calcul de transformée de

Fourier discrète TFD, un filtrage dans le domaine fréquentiel, un calcul de transformée de Fourier discrète inverse IDFT, et un recouvrement des suites ou blocs d'échantillons traités, ledit recouvrement étant obtenu en ajoutant LDFT – L zéros à des blocs de L échantillons de signal incident pour obtenir des blocs de LDFT échantillons à appliquer à une DFT de longueur LDFT, et ledit procédé étant essentiellement caractérisé en ce qu'on fait subir aux LDFT échantillons de ces blocs une rotation, de manière à ce que les LDFT – L zéros soient placés le plus au centre possible de ces blocs, et à ce que les L échantillons de signal soient placés de part et d'autre de ces LDFT – L zéros.

10 Suivant une autre caractéristique, ladite rotation est effectuée de manière à ce que les LDFT – L zéros soient placés le plus au centre possible de ces blocs, à un échantillon près lorsque L est impair.

Un autre objet de la présente invention est un émetteur pour système de radiocommunications mobiles, comportant des moyens pour optimiser les performances, selon l'un ou l'autre desdits procédés.

15 D'autres objets et caractéristiques de la présente invention apparaîtront à la lecture de la description suivante d'exemples de réalisation, faite en relation avec la figure ci-annexée destinée à illustrer un exemple de moyens de traitement prévus dans un émetteur pour système de radiocommunications mobiles, et auxquels la présente invention est applicable.

A titre d'exemple, l'émetteur considéré est un émetteur multi-porteuses (par exemple quatre porteuses dans l'exemple illustré) et les différents traitements mis en œuvre comportent en l'occurrence, comme illustré sur cette figure:

pour chaque porteuse :

- 25 - des moyens 1 pour permettre un recouvrement des blocs d'échantillons à appliquer à la DFT, selon un certain pourcentage de recouvrement,
- des moyens 2 de calcul de transformée de Fourier discrète, ou DFT,
- des moyens 3 de filtrage dans le domaine fréquentiel,

pour l'ensemble des porteuses :

- 30 - des moyens 4 pour obtenir des blocs d'échantillons à appliquer à l'IDFT, à partir des blocs d'échantillons obtenus en sortie des différents moyens de filtrage pour les différentes porteuses, et en complétant par des zéros pour obtenir des blocs de longueur LDFT,

- des moyens 5 de calcul de transformée de Fourier discrète inverse, ou IDFT,
- des moyens 6 de combinaison des blocs d'échantillons en sortie de l'IDFT, selon le même pourcentage de recouvrement que dans les moyens 1.

5

La DFT et l'IDFT sont habituellement implémentées au moyen d'algorithmes de calcul rapide tels que par exemple les algorithmes du type FFT ("Fast Fourier Transform"), Cooley-Tuckey, Rader-Vinograd, ...etc. Le type d'algorithme utilisé définit en général une longueur LDFT de DFT, et une longueur LIDFT d'IDFT. Par

10 exemple, LDFT doit être une puissance exacte de 2, 4 ou 8 pour les algorithmes de type Cooley-Tuckey, ou un produit de facteurs premiers entre eux choisis dans la liste (2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 16) pour les algorithmes de type Rader- Vinograd.

Le filtrage est effectué au moyen de simples opérations de multiplication des échantillons de fréquence issus de la DFT, avec des coefficients de filtrage

15 représentant la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle du filtre. Le gabarit de filtrage est illustré schématiquement sur la figure, et est généralement destiné à isoler une bande de fréquences donnée.

Des descriptions des techniques de recouvrement, ou « overlap » en anglais, peuvent être trouvées dans la littérature, par exemple dans le document précité, ou

20 encore dans « Multirate Digital Signal Processing », Ronald E. Crochiere et R. Rabiner, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey 07362.

Le pourcentage de recouvrement peut être défini comme le rapport LDFT-L/LDFT où L (avec $1 < L < LDFT$) est la longueur des blocs d'échantillons, hors recouvrement, avant DFT.

25 Par exemple, si le recouvrement est du type « overlap-add », et comme illustré sur la figure, les moyens 1 permettent d'ajouter LDFT - L zéros à des blocs de L échantillons du signal incident, et les moyens 5 permettent un recouvrement par addition des blocs de LIDFT échantillons issus de l'IDFT.

Le pourcentage de recouvrement choisi est fonction des imperfections

30 spectrales et distorsions du signal synthétisé tolérables par rapport au gabarit de filtrage désiré.

Le facteur de sur-échantillonnage (ou OVSF, pour "Over-Sampling Factor") est défini comme le rapport F_s/F_e .

Dans l'architecture considérée, les paramètres F_e , F_s , ΔF , LDFT et LIDFT sont donc liés par les relations suivantes:

$$F_e = \text{LDFT} * \Delta F$$

$$F_s = \text{LIDFT} * \Delta F$$

5 $F_s = F_e * (\text{LIDFT}/\text{LDFT}).$

Comme indiqué précédemment, il serait souhaitable de disposer d'une méthode pour le choix des valeurs de ces différents paramètres, de manière à optimiser les performances. La présente invention a notamment pour but de répondre à ce besoin.

10 Suivant l'invention, on prévoit essentiellement que, pour une fréquence d'échantillonnage d'entrée donnée, un ordre de grandeur donné de la fréquence d'échantillonnage de sortie, et un ordre de grandeur donné de la résolution fréquentielle requise, la longueur de la DFT et la longueur de l'IDFT sont choisies de manière à permettre de choisir le plus finement possible le pourcentage de
15 recouvrement et/ou le facteur de sur-échantillonnage.

Par exemple, dans une application au système UMTS (pour « Universal Mobile Telecommunication System »), la fréquence d'échantillonnage d'entrée F_e est égale à 3.84 MHz, la valeur souhaitée pour la fréquence d'échantillonnage de sortie F_s est de l'ordre de 80 MHz, et la valeur souhaitée pour la résolution fréquentielle ΔF
20 est de l'ordre de 80kHz, pour obtenir une bonne précision de représentation du gabarit spectral du filtre de canal.

Ainsi, suivant un premier mode de réalisation, dans l'exemple d'application considéré à l'UMTS, et avec $\Delta F = 80$ kHz, si l'IDFT est implémentée par exemple au moyen d'un algorithme de type Cooley-Tuckey, et si la DFT est implémentée par
25 exemple au moyen d'un algorithme de calcul de type Rader-Vinograd, on peut alors choisir:

$$\text{LDFT} = 48$$

$$\text{LIDFT} = 1024.$$

On a alors :

30 $\text{LIDFT}/\text{LDFT} = 1024/48,$

soit, une fois cette fraction réduite :

$$\text{LIDFT}/\text{LDFT} = 64/3.$$

Par ailleurs les valeurs L possibles doivent permettre un phasage parfait des échantillons de sortie (à savoir un raccordement dans le cas de « overlap-save », ou un recouvrement par addition dans le cas de « overlap-add »). Pour cela si LIDFT/LDFT est fractionnaire, les seules valeurs de L possibles sont, parmi les valeurs

5 de 1 à LDFT, celles respectant le critère :

$$(LIDFT/LDFT) * L \text{ entier.}$$

Si, comme c'est le cas en particulier dans l'exemple d'application à l'UMTS, on veut pouvoir obtenir un choix important de recouvrements possibles, il faut alors que LIDFT/LDFT soit une fraction, une fois réduite, avec un très petit dénominateur

10 car c'est ce dénominateur qui définit le quantum de réglage du recouvrement.

Par exemple, dans l'exemple d'application considéré à l'UMTS, L peut être choisi égal à 36, ou tout autre multiple de 3 inférieur à L=48, sachant que la puissance de calcul nécessaire est inversement proportionnelle à L (le traitement bloc complet est effectué toutes les L*Fe secondes) .

15 Ainsi, et de manière plus générale, suivant ce premier mode de réalisation, si le rapport LIDFT/LDFT n'est pas entier, le dénominateur de la fraction LIDFT/LDFT une fois réduite est choisi le plus faible possible, de manière à permettre de choisir le plus finement possible la longueur L des suites ou blocs d'échantillons, hors recouvrement, avant DFT, et donc le pourcentage de recouvrement.

20 Suivant un deuxième mode de réalisation, si la DFT et l'IDFT sont implémentées par exemple au moyen d'un algorithme de calcul de type Rader-Vinograd, on peut alors choisir, dans l'exemple d'application considéré à l'UMTS:

$$LDFT = 45 = 5*9 \text{ (soit LDFT autour de 48)}$$

$$LIDFT = (5*9) * (7*4) \text{ (soit LIDFT= LDFT * OVSF, avec OVSF proche de 28,}$$

25 pour ne pas être trop au-dessus de 80 MHz, ici 107,52 MHz).

Ainsi, suivant ce deuxième mode de réalisation, si le rapport LDFT/LIDFT est entier, les longueurs LDFT et LIDFT ont intérêt à être choisies de manière à permettre de choisir le plus finement possible le facteur de sur-échantillonnage, et donc une fréquence d'échantillonnage de sortie la plus proche possible de la valeur

30 souhaitée.

En outre, comme indiqué précédemment, un autre problème est que, notamment une fois le choix de tels paramètres effectué, l'échantillon de fréquence le plus proche issu de la DFT ne correspond pas nécessairement à la fréquence

centrale souhaitée pour chaque porteuse. Autrement dit, la canalisation ainsi obtenue ne coïncide pas nécessairement avec celle requise pour le système considéré.

La présente invention a également pour but de résoudre ce problème.

Essentiellement, suivant l'invention, avant d'effectuer ledit calcul de DFT, on effectue une translation en fréquence, dans le domaine temporel, d'un décalage DF égal à la différence algébrique entre la fréquence centrale souhaitée pour le signal filtré correspondant et l'échantillon de fréquence le plus proche issu dudit calcul de DFT.

Une telle translation en fréquence est effectuée par des moyens repérés 7 sur la figure. Ainsi, pour le coût d'une multiplication complexe au rythme F_e par porteuse considérée, on peut synthétiser la fréquence que l'on veut. Les moyens nécessaires à la génération de DF, repérés 8 sur la figure, peuvent se limiter à une table courte quand les relations harmoniques entre F_e , LDFT et DFmin (c'est-à-dire DF minimum) sont simples. Dans l'exemple d'application à l'UMTS, où lesdites fréquences centrales sont réglables avec un pas de 200 kHz, il faut, compte tenu du centrage du spectre, prévoir un réglage par pas de 100 kHz, soit $DF_{min} = 100\text{kHz} - 80\text{kHz} = 20\text{ kHz}$. Les moyens 8 peuvent dans ce cas, au lieu d'un NCO (pour « Numerically Controlled Oscillator » en anglais), se limiter à une petite table trigonométrique de taille $F_e/20\text{kHz}$ soit 192 valeurs, réductible à $192/8=24$ valeurs réelles ($\cos(k*2*\pi/24)$) en utilisant avantageusement les propriétés des symétries trigonométriques.

En outre, la présente invention permet de résoudre un autre problème qui est celui des sauts de phase apparaissant en sortie entre le dernier échantillon d'une IDFT et le 1^{er} de l'IDFT suivante, sauts de phase dus à une longueur L non sous multiple de LDFT.

Essentiellement, suivant l'invention, avant d'effectuer ledit calcul de DFT, et pour compenser les sauts de phase entre échantillons en sortie de l'IDFT, on effectue une multiplication complexe des échantillons d'entrée par un complexe de module unitaire et de phase opposée au saut de phase à compenser.

Le saut de phase à compenser étant périodique et prévisible par la fraction $L/LDFT$, ledit complexe s'exprime sous la forme :

$$\text{decp} = \exp(2*j*\pi*\text{numc}/LDFT*L*(NUMT-1))$$

NUMT étant le numero chronologique relatif des tranches ou blocs de L échantillons

numc étant le numero de canal IDFT correspondant à la frequence centrale de la porteuse considérée, autrement dit numc est le rapport F_c/F_s modulo LDFT (F_c 5 frequence voulue pour la porteuse).

L'implémentation de cette correction nécessaire n'a pas de coût operatif car ces moyens peuvent être integrés dans les moyens 7 et 8. Par ailleurs dans une implementation tabulée des « decp » la table reste de taille faible car on choisit toujours des fractions LDFT/L à faible dénominateur ($L < LDFT$).

10 Par ailleurs, la présente invention permet également de résoudre un autre problème qui est le suivant.

On considère le cas où la technique de recouvrement utilisée est la technique dite en anglais de « overlap-add », c'est-à-dire où on ajoute à des blocs de L échantillons consécutifs et ne se recouvrant pas du signal incident LDFT – L zéros 15 pour former des blocs de LDFT échantillons sur lesquels est effectuée une DFT de longueur LDFT.

Suivant l'art antérieur, et comme décrit également dans les documents précités, les LDFT – L zéros sont placés à la fin des blocs de LDFT échantillons.

Or, la DFT opérant sur des blocs d'échantillons de durée limitée, et le 20 spectre issu de la DFT étant également limité, des phénomènes de recouvrement dans le domaine temporel se produisent, responsables de dégradation de qualité du signal synthétisé.

La présente invention a également pour but de limiter ces dégradations.

Essentiellement, suivant l'invention, afin d'avoir une dégradation symétrique 25 pour les échantillons situés aux extrémités droite et gauche du bloc de LDFT échantillons, et donc afin d'avoir un signal synthétisé de meilleure qualité, on fait subir aux LDFT échantillons du bloc une rotation, de manière à ce que les LDFT – L zéros soient placés au centre du bloc, et à ce que les L échantillons de signal soient placés de part et d'autre de ces LDFT – L zéros.

30 Sur la figure, une telle rotation d'échantillons est illustrée comme incluse dans les moyens 1.

Par exemple, dans l'exemple d'application considéré à l'UMTS, où LDFT est égal à 48 et L est égal à 36, un bloc appliqué à l'entrée de la DFT comporte, dans l'ordre :

- les échantillons n°19 à 36 d'un bloc de 36 échantillons de signal
- 5 - 12 échantillons constitués par des zéros
- les échantillons n°1 à 18 du bloc de 36 échantillons de signal.

Un gain additionnel est alors obtenu dans cet exemple sur le retard de groupe, réduit de 24 échantillons d'entrée soit 512 échantillons de sortie ou 6.25 microsecondes.

10

REVENDECATIONS

1. Procédé pour optimiser les performances d'un émetteur pour système de radiocommunications mobiles, ledit émetteur mettant en œuvre différents traitements incluant un calcul de transformée de Fourier discrète TFD, un filtrage
 5 dans le domaine fréquentiel, un calcul de transformée de Fourier discrète inverse IDFT, un recouvrement des blocs d'échantillons traités, et un sur-échantillonnage, et ledit procédé étant caractérisé en ce que, pour une fréquence d'échantillonnage d'entrée donnée, un ordre de grandeur donné de la fréquence d'échantillonnage de sortie, et un ordre de grandeur donné de la résolution fréquentielle requise, la
 10 longueur LDFT de la DFT et la longueur LIDFT de l'IDFT sont choisies de manière à permettre de choisir le plus finement possible le pourcentage de recouvrement et/ou le facteur de sur-échantillonnage.

2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que, si le rapport LIDFT/LDFT n'est pas entier, le dénominateur de la fraction LIDFT/LDFT une fois
 15 réduite est choisi le plus faible possible, de manière à permettre de choisir le plus finement possible la longueur L des blocs d'échantillons, hors recouvrement, à l'entrée de la DFT, et donc le pourcentage de recouvrement.

3. Procédé selon la revendication 2, caractérisé en ce que, la fréquence d'échantillonnage d'entrée étant égale à 3.84 MHz, la valeur souhaitée pour la
 20 fréquence d'échantillonnage de sortie étant proche de 80 MHz, et la valeur souhaitée pour la résolution fréquentielle étant proche de 80kHz, LDFT est choisie égale à 48 et LIDFT est choisie égale à 1024.

4. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que, si le rapport LDFT/LIDFT est entier, les longueurs LDFT et LIDFT sont choisies de manière à
 25 permettre de choisir le plus finement possible le facteur de sur-échantillonnage, ou la fréquence d'échantillonnage de sortie.

5. Procédé selon la revendication 4, caractérisé en ce que, la fréquence d'échantillonnage d'entrée étant égale à 3.84 MHz, la valeur souhaitée pour la
 fréquence d'échantillonnage de sortie étant proche de 80 MHz, et la valeur
 30 souhaitée pour la résolution fréquentielle étant proche de 80kHz, LDFT est choisie égale à 45 et LIDFT est choisie égale à 1260.

6. Procédé pour optimiser les performances d'un émetteur pour système de radiocommunications mobiles, ledit émetteur mettant en œuvre différents traitements

incluant un calcul de transformée de Fourier discrète TFD, un filtrage dans le domaine fréquentiel, et un calcul de transformée de Fourier discrète inverse IDFT, et ledit procédé étant caractérisé en ce que, avant d'effectuer ledit calcul de DFT, on effectue une translation en fréquence, dans le domaine temporel, d'un décalage DF
 5 égal à la différence algébrique entre la fréquence centrale souhaitée pour le signal filtré correspondant et l'échantillon de fréquence le plus proche issu dudit calcul de DFT.

7. Procédé pour optimiser les performances d'un émetteur pour système de radiocommunications mobiles, ledit émetteur mettant en œuvre différents traitements
 10 incluant un calcul de transformée de Fourier discrète TFD, un filtrage dans le domaine fréquentiel, et un calcul de transformée de Fourier discrète inverse IDFT, et ledit procédé étant caractérisé en ce que, avant d'effectuer ledit calcul de DFT, et pour compenser les sauts de phase entre échantillons en sortie de l'IDFT, on effectue une multiplication complexe des échantillons d'entrée par un complexe de module
 15 unitaire et de phase opposée au saut de phase à compenser.

8. Procédé selon la revendication 7, caractérisé en ce que le saut de phase à compenser étant périodique et prévisible par la fraction $L/LDFT$, ledit complexe s'exprime sous la forme :

$$\text{decp} = \exp(2 * i * \pi * \text{numc} / LDFT * L * (\text{NUMT} - 1))$$

20 NUMT étant le numero chronologique relatif des tranches ou blocs de L échantillons,

numc étant le numero de canal IDFT correspondant à la fréquence centrale de la porteuse considérée, ou au rapport F_c/F_s modulo L/DFT (F_c fréquence voulue pour la porteuse).

9. Procédé pour optimiser les performances d'un émetteur pour système de radiocommunications mobiles, ledit émetteur mettant en œuvre différents traitements incluant un calcul de transformée de Fourier discrète TFD, un filtrage dans le domaine fréquentiel, un calcul de transformée de Fourier discrète inverse IDFT, et un recouvrement des suites ou blocs d'échantillons traités, ledit recouvrement étant
 30 obtenu en ajoutant $LDFT - L$ zéros à des blocs de L échantillons de signal incident pour obtenir des blocs de LDFT échantillons à appliquer à une DFT de longueur LDFT, et ledit procédé étant caractérisé en ce qu'on fait subir aux LDFT échantillons de ces blocs une rotation, de manière à ce que les $LDFT - L$ zéros soient placés le

plus au centre possible de ces blocs, et à ce que les L échantillons de signal soient placés de part et d'autre de ces LDFT – L zéros.

10. Procédé selon la revendication 9, caractérisé en ce que ladite rotation est effectuée de manière à ce que les LDFT – L zéros soient placés le plus au centre possible de ces blocs, à un échantillon près lorsque L est impair.

11. Emetteur pour système de radiocommunications mobiles, comportant des moyens pour mettre en œuvre un procédé selon l'une des revendications 1 à 10.

1/1

